

Лекция №5 Сигналы электросвязи. Виды и особенности амплитудно-модулированных сигналов радиовещания

1. Радиосигналы с амплитудной модуляцией (АМ –сигнал)
2. Радиосигналы с балансной амплитудной модуляцией (БМ – сигнал)
3. Радиосигналы с однополосной амплитудной модуляцией без подавления несущей (ОМ –сигнал)
4. Радиосигналы с однополосной амплитудной модуляцией и подавленной несущей (ОБПМ -ПН –сигнал)
(ОБП; *Single Side Band, SSB*; часто *SSB*-сигналы)
5. Радиосигналы с совместимой однополосной амплитудной модуляцией (СОМ –сигнал)

1. Радиосигнал с амплитудной модуляцией (АМ – сигнал)

Как уже отмечалось, модулированные сигналы (радиосигналы) получают при помощи модулирующих сигналов с использованием различных видов модуляции и кодирования. Рассмотрим основные виды модуляции, применяемые при радиовещании и радиосвязи, и характеристики модулированных сигналов, определяющие использование энергетического потенциала передающих устройств.

8.1. Радиосигнал с амплитудной модуляцией (АМ-сигнал). При АМ огибающая амплитуд высокочастотного несущего колебания изменяется по закону, совпадающему с изменением передаваемого сообщения $S(t)$, частота и фаза колебания поддерживаются неизменными. АМ-сигнал можно представить как произведение огибающей $U_{ог}(t) \sim S(t)$ и несущего колебания $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$:

$$u_{AM}(t) = U_{ог}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (8.1)$$

При модуляции одним тоном с частотой $\Omega = 2\pi F$ огибающая

$$U_{ог}(t) = U_0 + \Delta U \cos(\Omega t + \psi_0) = U_0 [1 + m \cos(\Omega t + \psi_0)], \quad (8.2)$$

где U_0 – амплитуда несущего колебания в отсутствии модуляции;

$$m = \Delta U / U_0 = [U_{ог \max} - U_0] / U_0 = [U_0 - U_{ог \min}] / U_0 - \text{коэффициент}$$

(индекс) модуляции ($0 \leq m \leq 1$).

АМ-сигнал при модуляции одним тоном

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_0 [1 + m \cos(\Omega t + \psi_0)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \psi_0] + \\ &+ \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0] = u_{н}(t) + u_{н\delta}(t) + u_{с\delta}(t). \end{aligned} \quad (8.3)$$

Из (8.3) следует, что АМ-сигнал при однотоновой модуляции имеет несущее колебание $u_{\text{н}}(t)$ с частотой ω_0 , нижнее боковое колебание $u_{\text{нб}}(t)$ с частотой $(\omega_0 - \Omega)$, верхнее боковое колебание $u_{\text{вб}}(t)$ с частотой $(\omega_0 + \Omega)$ (рис.8.1,а). От индекса модуляции m зависят интенсивности нижнего и верхнего боковых колебаний. Следовательно, полезная информация в

АМ-сигнале содержится только в нижнем и верхнем боковых колебаниях, причем совершенно одинаковая. Несущее колебание полезной информации не содержит.

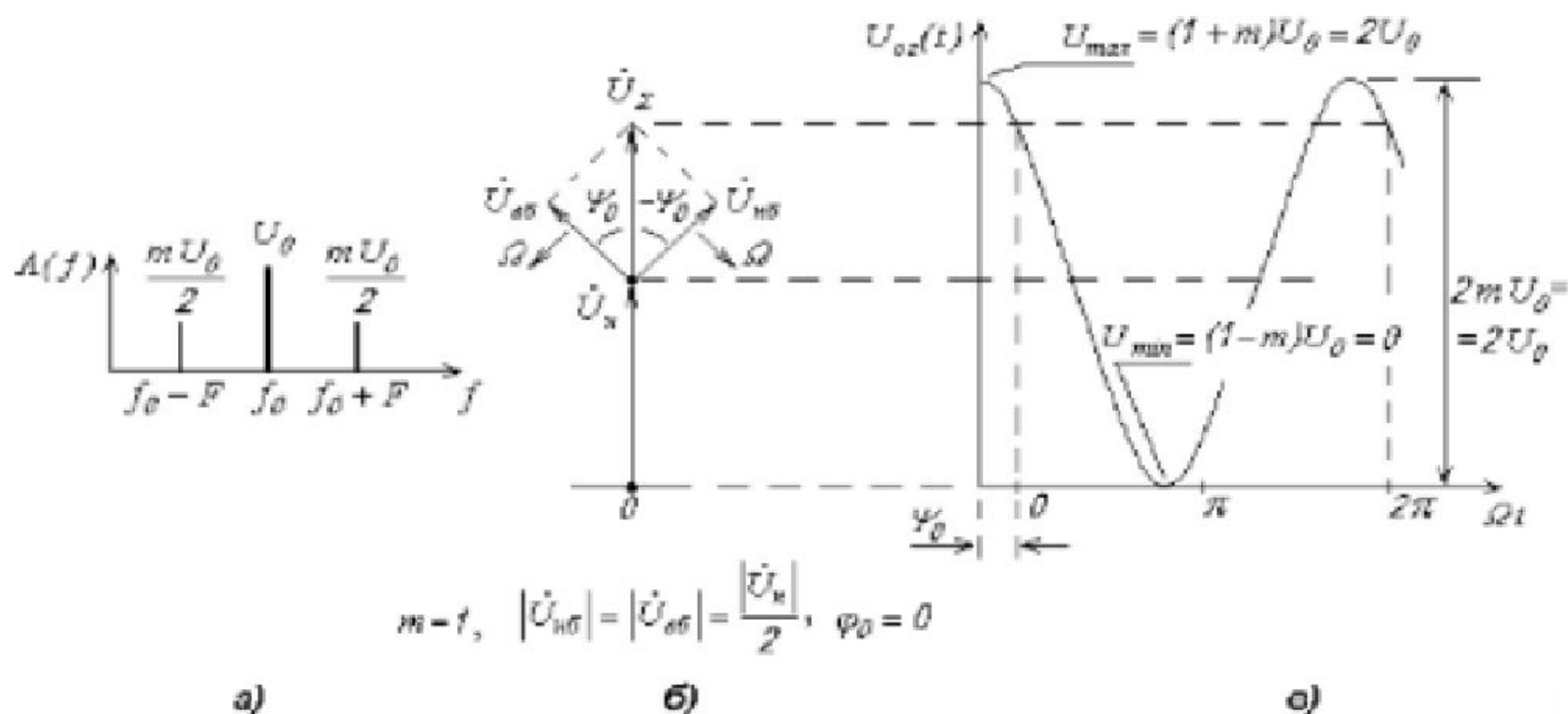


Рис. 8.1. Для АМ-сигнала при однотоновой модуляции и $m=1$: спектральная диаграмма (а); векторная диаграмма, поясняющая процесс образования огибающей АМ-сигнала (б); осциллограмма огибающей (в)

Ширина спектра АМ-сигнала при сложном модулирующем колебании с полосой частот $F_{\text{н}} \dots F_{\text{с}}$ (рис.8.2,а) равна удвоенной высшей частоте модуляции (рис.8.2,б):

$$\Delta f_{\text{АМ}} = 2 F_{\text{с}}. \quad (8.4)$$

Для оценки степени использования энергетического потенциала передающего устройства здесь и далее будем использовать понятие коэффициента использования пиковой мощности передатчика (КИПМП): КИПМП (η) равен отношению средней мощности передатчика, приходящейся на колебания с полезной информацией, к пиковой мощности передатчика.

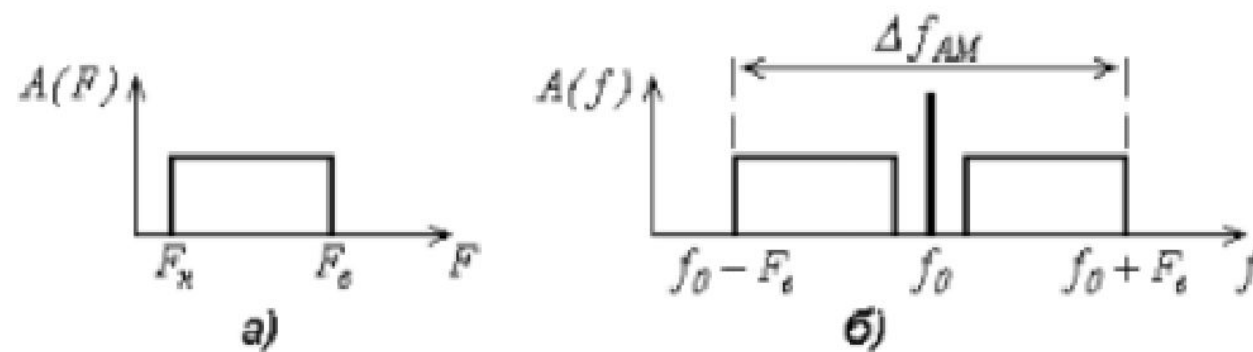


Рис. 8.2. Спектр сложного модулирующего колебания (а) и спектр АМ-сигнала при сложном модулирующем колебании (б)

Для оценки величины КИПМП при АМ предположим, что сигнал вида (8.3) подан на входной зажим передающей антенны, входное сопротивление которой для простоты будем считать равным 1 Ом (единичное сопротивление).

Поскольку максимальное значение АМ-сигнала $U_{max} = (1 + m)U_0 = \sqrt{2} U_{срк max}$, где $U_{срк max}$ – максимальное среднеквадратичное (эффе́ктивное) значение высокочастотного напряжения, то пиковая мощность АМ-сигнала на *единичном сопротивлении* ($R = 1 \text{ Ом}$) при $m_{max} = 1$

$$P_{пик} = U_{срк max}^2 = U_{max}^2 / 2 = (1 + m_{max})^2 U_0^2 / 2 = 2U_0^2. \quad (8.5)$$

Мгновенная мощность АМ-сигнала на *единичном сопротивлении*

$$p(t) = u_{AM}^2(t) = u_n^2(t) + u_{нб}^2(t) + u_{сб}^2(t) + 2u_n(t)u_{нб}(t) + 2u_n(t)u_{сб}(t) + 2u_{нб}(t)u_{сб}(t).$$

В этом выражении присутствуют как собственные мощности несущего и боковых колебаний, так и их взаимные мощности, пропорциональные попарным произведениям мгновенных значений.

Средняя мощность АМ-сигнала может быть найдена интегрированием мгновенной мощности на достаточно большом отрезке времени T . При этом компоненты взаимной мощности обращаются в нуль и средняя мощность оказывается равной сумме средних мощностей несущего и боковых колебаний [4]:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_н + \bar{P}_{нб} + \bar{P}_{об} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(mU_0)^2}{8} + \frac{(mU_0)^2}{8}. \quad (8.6)$$

Из (8.5) и (8.6) следует, что при $m_{max} = 1$

$$P_{пик} / \bar{P}_н = (1 + m_{max})^2 = 4, \quad (8.7)$$

т.е. пиковая мощность АМ-сигнала в четыре раза больше средней мощности несущего колебания.

Для АМ-сигнала КИПМП, выраженный в процентах:

$$\eta_{AM} [\%] = \frac{\bar{P}_{нб}(m) + \bar{P}_{об}(m)}{P_{пик}(m_{max})} \cdot 100 = (m^2 / 8) \cdot 100. \quad (8.8)$$

Очевидно, что энергетические возможности передатчика при АМ могут быть использованы наиболее полно, если $m = m_{max} = 1$. При этом

$$\eta_{max AM} = \frac{\bar{P}_{нб}(m_{max}) + \bar{P}_{об}(m_{max})}{P_{пик AM}(m_{max})} \cdot 100 = (m_{max}^2 / 8) \cdot 100 = 12,5 \%. \quad (8.9)$$

Средний индекс модуляции звуковых сообщений на практике $m_{cp} \approx 0,3$.

Тогда

$$\eta_{cp AM} = \frac{\bar{P}_{нб}(m_{cp}) + \bar{P}_{об}(m_{cp})}{P_{пик AM}(m_{max})} \cdot 100 = (m_{cp}^2 / 8) \cdot 100 \approx 1,13 \%. \quad (8.10)$$

Данные выкладки показывают неэффективность использования мощности передатчика при АМ.

Процесс демодуляции (детектирования) АМ-сигнала в приемнике заключается в выделении его огибающей. Предположим, что

$$G_n k_{\text{лс}} G_{\text{пр}} k_{\text{нр}} k_{\text{д}} = 1, \quad (8.11)$$

где G_n – коэффициент передачи передающей антенны;

$k_{\text{лс}}$ – коэффициент затухания напряженности поля радиоволны в линии связи;

$G_{\text{пр}}$ – коэффициент передачи приемной антенны;

$k_{\text{нр}}$ – коэффициент усиления радиотракта приемника;

$k_{\text{д}}$ – коэффициент передачи детектора приемника.

Тогда огибающая АМ-сигнала на выходе *идеального линейного амплитудного детектора (АД) приемника* будет иметь вид, изображенный на рис.8.1,в (идеальный линейный АД - детектор, не искажающий форму огибающей входного сигнала и не имеющий потерь).

При дальнем радиоприеме из-за интерференции поверхностного и пространственного лучей радиоволны, а также при синхронном радиовещании возможны изменения уровней спектральных составляющих АМ-сигнала. Наиболее опасен эффект селективного подавления (селективного фединга) *несущего колебания*, который наблюдается при дальнем радиоприеме в диапазонах ДВ, СВ и КВ. На рис. 8.3 изображены векторная диаграмма и осциллограмма АМ-радиосигнала с частично подавленным несущим колебанием $\{u_{\text{АМ}}(t)\}$. Из осциллограммы видно, что селективное подавление несущего колебания приводит к существенным нелинейным искажениям огибающей радиосигнала. Отметим, что в моменты времени t_1 и t_2 происходит изменение фазы несущего колебания на 180° .

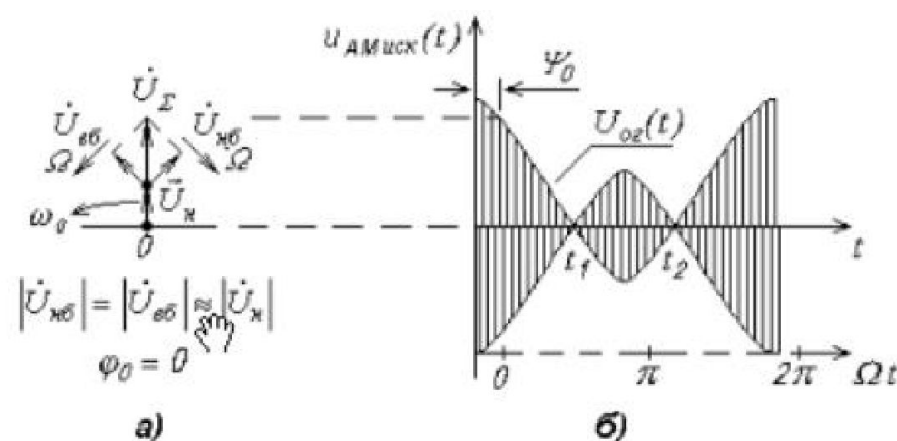


Рис. 8.3. Векторная диаграмма (а) и осциллограмма АМ-сигнала (б) при частично селективно подавленном несущем колебании

2 Радиосигнал с балансной амплитудной модуляцией (БМ – сигнал) (*balancing amplitude modulation*)

Такой способ называется *балансной амплитудной модуляцией* (БАМ) или *амплитудной модуляцией с подавленной несущей* (АМ-ПН; *amplitude modulation with suppressed carrier*, АМ-SC).

8.2. Радиосигнал с балансной амплитудной модуляцией (БМ-сигнал). БМ-сигнал получают с помощью балансного модулятора, подавляющего несущее колебание с частотой ω_0 . При однотоновой модуляции БМ - сигнал представляется следующим образом:

$$\begin{aligned} u_{\text{БМ}}(t) &= u_{\text{нб}}(t) + u_{\text{вб}}(t) = \\ &= \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \psi_0] + \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0] = \\ &= m \cos(\Omega t + \psi_0) [U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)] = S(t) [U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)]. \end{aligned} \quad (8.12)$$

Из последней строки (8.12) следует, что БМ-сигнал определяется произведением модулирующего колебания $S(t) = m \cos(\Omega t + \psi_0)$ и несущего колебания $U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. В связи с этим балансный модулятор, при помощи которого формируется БМ-сигнал, называют *идеальным перемножителем сигналов*.

Спектр БМ-сигнала при модуляции одним тоном содержит две спектральные составляющие - нижнюю с частотой $(\omega_0 - \Omega)$ и верхнюю с частотой $(\omega_0 + \Omega)$ (рис.8.4,а). При модуляции широкополосным сигналом с полосой частот от $F_{\text{н}}$ до $F_{\text{в}}$ ширина спектра БМ-сигнала такая же, как и у АМ-сигнала: $\Delta f_{\text{БМ}} = 2 F_{\text{в}} = \Delta f_{\text{АМ}}$.

С физической точки зрения, колебания с БМ являются *биениями двух гармонических колебаний* с одинаковыми амплитудами, но разными частотами, равными верхней и нижней боковым частотам. Векторные диаграммы и

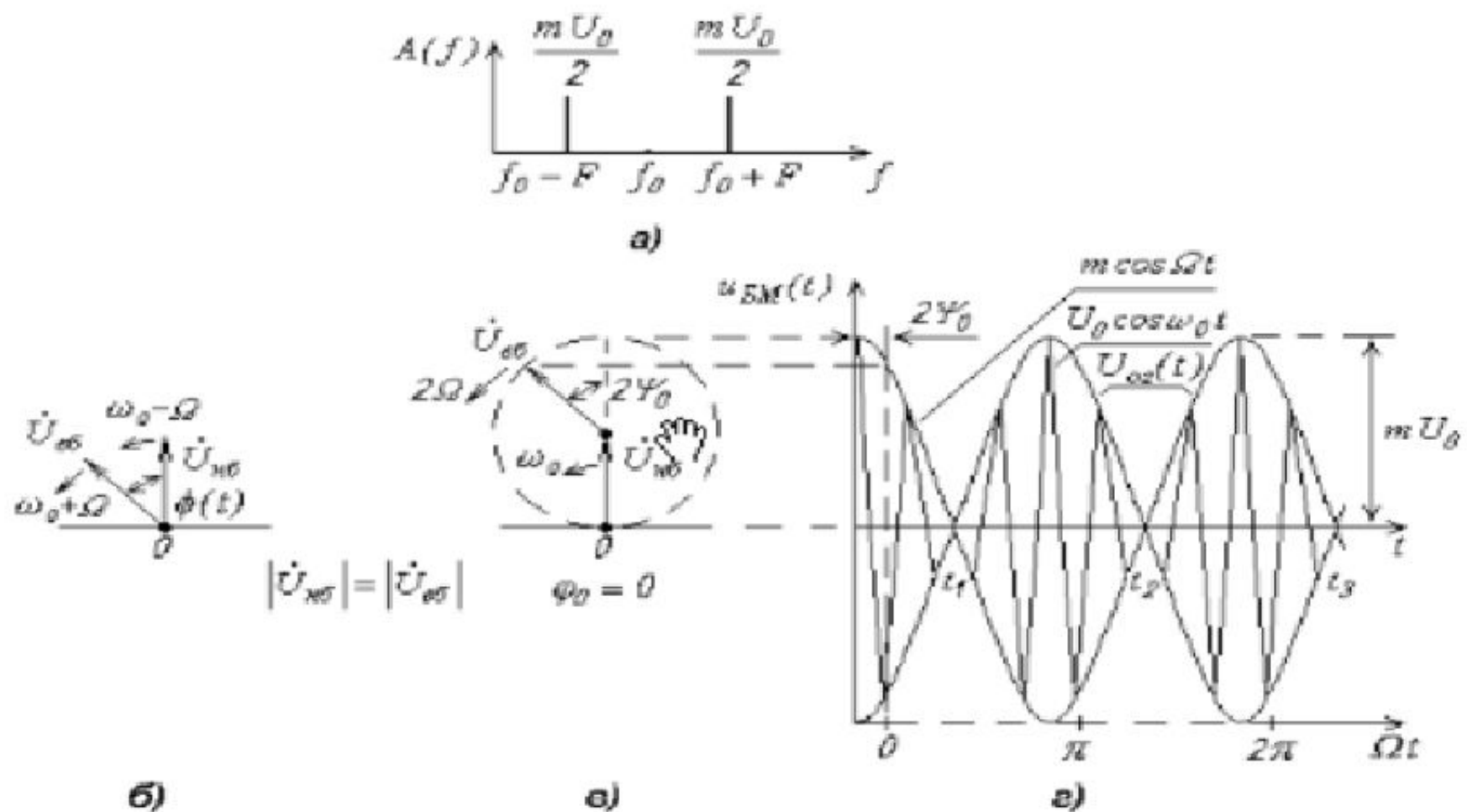


Рис. 8.4. Для БМ-сигнала при однотоновой модуляции: спектральная диаграмма (а); векторные диаграммы (б, в); осциллограмма (г)

В спектре БМ-сигнала нет несущего колебания (см. рис.8.4, а), хотя оно явно присутствует в выражении (8.12) и на осциллограмме БМ-сигнала (рис.8.4, г). Объяснение этому факту следующее: при переходе огибающей через нуль (моменты времени t_1, t_2, t_3, \dots) фаза высокочастотного заполнения скачком изменяется на 180° , поскольку функция $\cos(\Omega t + \psi_0)$ имеет разные знаки слева и справа от нуля. Если такой сигнал подать на колебательный LC -контур, настроенный на частоту ω_0 , то выходной эффект будет очень мал: колебания в контуре, возбужденные одним периодом биений, будут гаситься последующим периодом.

Выражение для огибающей БМ-сигнала с однотоновой модуляцией можно получить, применив теорему косинусов к модулям векторов нижнего и верхнего боковых колебаний (рис.8.4, в):

$$U_{\text{ос}}(t) = \sqrt{|\dot{U}_{\text{нб}}|^2 + |\dot{U}_{\text{вб}}|^2 + 2|\dot{U}_{\text{нб}}||\dot{U}_{\text{вб}}|\cos[\phi(t)]}, \quad (8.13)$$

где $\phi(t) = \{(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0 - [(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \psi_0]\} = (2\Omega t + 2\psi_0) -$ — текущий угол между векторами $\dot{U}_{\text{нб}}$ и $\dot{U}_{\text{вб}}$.

Тогда (рис.8.4,з):

$$U_{\text{ос}}(t) = mU_0 \sqrt{(1/2)^{2m} [1 + \cos(2\Omega t + 2\psi_0)]}. \quad (8.14)$$

При максимальном значении БМ-сигнала ($U_{\text{max}} = m_{\text{max}}U_0$, $m_{\text{max}} = 1$) его пиковая мощность на единичном сопротивлении

$$P_{\text{пик}} = (m_{\text{max}}U_0)^2 / 2 = U_0^2 / 2. \quad (8.15)$$

Мгновенная мощность

$$p(t) = u_{\text{БМ}}^2(t) = u_{\text{нб}}^2(t) + u_{\text{об}}^2(t) + 2u_{\text{нб}}(t)u_{\text{об}}(t). \quad (8.16)$$

Средняя мощность

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_{\text{нб}} + \bar{P}_{\text{об}} = \frac{(mU_0)^2}{8} + \frac{(mU_0)^2}{8} = \frac{(mU_0)^2}{4}. \quad (8.17)$$

Так же, как и амплитудная модуляция, балансная амплитудная модуляция позволяет наиболее полно использовать энергетические возможности передатчика при $m_{\text{max}} = 1$:

$$\eta_{\text{max БМ}} = \frac{\bar{P}_{\text{нб}}(m_{\text{max}}) + \bar{P}_{\text{об}}(m_{\text{max}})}{P_{\text{пик}}(m_{\text{max}})} \cdot 100 = (m_{\text{max}}^2 / 2) \cdot 100 = 50\%. \quad (8.18)$$

Если $m_{\text{ср}} \approx 0,3$, то

$$\eta_{\text{ср БМ}} = \frac{\bar{P}_{\text{нб}}(m_{\text{ср}}) + \bar{P}_{\text{об}}(m_{\text{ср}})}{P_{\text{пик БМ}}(m_{\text{max}})} \cdot 100 = (m_{\text{ср}}^2 / 2) \cdot 100 \approx 4,5\%. \quad (8.19)$$

Несмотря на энергетические преимущества БМ в сравнении с АМ (что очевидно при сравнении результатов, полученных по (8.8), (8.9), (8.18), (8.19)), БМ не находит широкого применения из-за своих недостатков. Во-первых, полоса частот БМ-сигнала столь же широка, как и АМ-сигнала: $\Delta f_{БМ} = \Delta f_{АМ} = 2F_{с}$. Во-вторых, для детектирования принятого БМ-сигнала в приемнике необходим гетеродинный детектор, в состав которого входит генератор колебания *местной несущей* (см. подраздел 8.4). При детектировании БМ-сигнала возможны нелинейные искажения из-за *недостаточного уровня местной несущей* и за счет *асинхронизма* (различия) частоты местной несущей и частоты *истинной несущей*, подавленной в передатчике (эти искажения рассмотрены ниже - при обсуждении приема радиосигнала с одной боковой полосой). Возможно, однако, неполное подавление несущего колебания в передатчике, то есть передача, кроме колебаний с боковыми частотами, еще и остатка несущего колебания (*пилот-тона*), уровень которого в (5...10) раз меньше неподавленного несущего колебания. В этом случае в приемнике необходим дополнительный узкополосный канал усиления пилот-тона до уровня, при котором возможно детектирование БМ-сигнала с малыми нелинейными искажениями. Эффективность использования энергии передатчика при БМ-сигнале с пилот-тоном тем хуже (по сравнению с рассчитанными по формулам (8.18), (8.19)), чем больше уровень передаваемого пилот-тона.

Балансная модуляция используется, например, для передачи надтональной части комплексного стереосигнала при стереовещании по стандарту США (см. подраздел 10.6).

3 Радиосигналы с однополосной амплитудной модуляцией без подавления несущей (ОМ – сигнал)

8.3. Радиосигнал с однополосной амплитудной модуляцией (ОМ-сигнал). ОМ-сигнал формируют из АМ-сигнала путем подавления колебаний с нижней (или верхней) боковой полосой. При этом полоса частот ОМ-сигнала при модуляции широкополосным сигналом уменьшается в два раза:

$$\Delta f_{OM} = F_c = \Delta f_{AM} / 2 . \quad (8.20)$$

При одностональной модуляции и подавлении колебания с нижней боковой частотой (рис.8.5,а)

$$u_{OM}(t) = u_n(t) + u_{сб}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0] . \quad (8.21)$$

Применив теорему косинусов к векторной диаграмме ОМ-сигнала (рис.8.5,б), запишем выражение для его огибающей (рис.8.5,в):

$$\begin{aligned} U_{ог}(t) &= \sqrt{|\dot{U}_n|^2 + |\dot{U}_{сб}|^2 + 2|\dot{U}_n||\dot{U}_{сб}|\cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0 - (\omega_0 t + \varphi_0)]} = \\ &= U_0 \sqrt{1 + m^2 / 4 + m \cos(\Omega t + \Psi_0)} . \end{aligned} \quad (8.22)$$

Из (8.22) следует, что максимальное значение ОМ-сигнала $U_{max} = U_0 \sqrt{1 + m^2 / 4 + m}$. При этом пиковая мощность на единичном сопротивлении при $m_{max} = 1$

$$P_{max} = U_0^2 (1 + m_{max}^2 / 4 + m_{max}) / 2 = 1,125 U_0^2 . \quad (8.23)$$

Мгновенная и средняя мощность ОМ-сигнала на единичном сопротивлении:

$$p(t) = u_{OM}^2(t) = u_n^2(t) + u_{сб}^2(t) + 2u_n(t)u_{сб}(t) ; \quad (8.24)$$

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_н + \bar{P}_{сб} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(mU_0)^2}{8}. \quad (8.25)$$

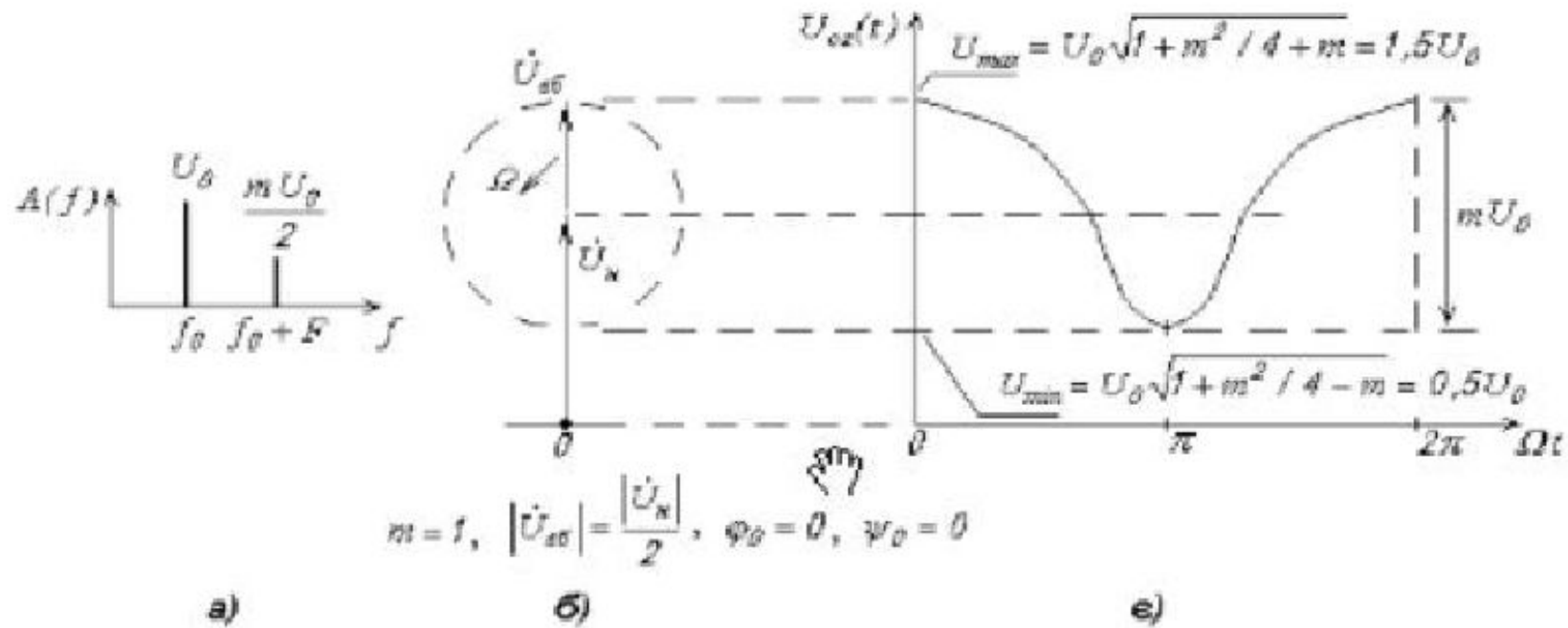


Рис. 8.5. Для ОМ-сигнала при однотоновой модуляции и $m=1$:
 спектральная диаграмма (а); векторная диаграмма (б);
 осциллограмма огибающей (в)

Максимальная и средняя величина КИПМП соответственно при $m_{max} = 1$ и $m_{cp} = 0,3$:

$$\eta_{max\text{ ОМ}} = \frac{\bar{P}_{сб}(m_{max})}{P_{ник\text{ ОМ}}(m_{max})} \cdot 100 = \frac{m_{max}^2 / 8}{1,125} \cdot 100 = 11,1\%; \quad (8.26)$$

$$\eta_{cp\text{ ОМ}} = \frac{\bar{P}_{сб}(m_{cp})}{P_{ник\text{ ОМ}}(m_{max})} \cdot 100 = \frac{m_{cp}^2 / 8}{1,125} \cdot 100 = 1\%. \quad (8.27)$$

Сравнение полученных по формулам (8.8), (8.9), (8.26), (8.27) результатов позволяет заключить, что эффективность использования энергетических возможностей передатчиков при АМ-сигнале и при ОМ-сигнале приблизительно равнозначна.

Недостатком ОМ-сигнала является некосинусоидальная форма его огибающей (см. рис.8.5,в). Это приводит к нелинейным искажениям при детектировании ОМ-сигнала линейным АД. Форма огибающей ОМ-сигнала тем больше отлична от косинусоидальной, чем больше величина m .

Оценим качественно нелинейные искажения при линейном детектировании ОМ-сигнала при малых величинах m . Для этого определим спектральный состав огибающей ОМ-сигнала, применив биномиальное разложение:

$$(a+b)^n = a^n + na^{n-1}b + \frac{n(n-1)}{2!}a^{n-2}b^2 + \dots$$

Полагая в формуле (8.22) $a = (1 + m^2 / 4)$, $b = m \cos \Omega t$, $\psi_0 = 0$ и учитывая малость величины m , ограничимся учетом первых трех членов ряда. Тогда

$$U_0 \sqrt{1 + (m^2 / 4) + m \cos \Omega t} = U_0 [(1 + m^2 / 4)^{1/2} + \frac{1}{2}(1 + m^2 / 4)^{-1/2} m \cos \Omega t - \frac{1}{8}(1 + m^2 / 4)^{-3/2} m^2 \cos^2 \Omega t + \dots] \quad (8.28)$$

Из (8.28) следует, что в спектре огибающей результирующего напряжения на выходе детектора содержится постоянная составляющая и составляющие с основной $\{\omega\}$ удвоенной частотой модуляции {последнее следует из того, что $\cos^2 \Omega t = (1/2)(1 + \cos 2\Omega t)$ }.

Амплитуды переменных составляющих в спектре результирующего напряжения:

$$U_{\omega \Omega} = \frac{1}{2} U_0 (1 + m^2 / 4)^{-1/2} m; \quad U_{\omega 2\Omega} = \frac{1}{16} U_0 (1 + m^2 / 4)^{-3/2} m^2.$$

Коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике

$$k_2 = \frac{U_{\omega 2\Omega}}{U_{\omega \Omega}} = \frac{m}{8(1 + m^2 / 4)} \stackrel{m \leq 0,3}{\approx} \frac{m}{8}. \quad (8.29)$$

Таблица 8.1. Коэффициент нелинейных искажений огибающей ОМ-сигнала при разных величинах индекса модуляции

Индекс модуляции m	k_2 с учетом только 2-й гармоники	k_2 с учетом 2-й и 3-й гармоник	k_2 с учетом 2-й, 3-й и 4-й гармоник
$m = 0,2$	2,5	2,5	2,5
$m = 0,4$	4,97	5,00	5,00
$m = 0,67$	8,21	8,33	8,33
$m = 1,0$	12,08	12,43	12,46

Из (8.29) следует, что при среднем индексе модуляции $m_{cp} \approx 0,3$ коэффициент нелинейных искажений при линейном детектировании ОМ-сигнала $k_2 \approx 3,8\%$. Точные расчеты на ЭВМ величины k_2 в зависимости от m (см. табл. 8.1) показывают, что формула $k_2 \approx m/8$ с малой погрешностью

может быть использована при любых значениях m . Тогда при $m = m_{max} = 1$ $k_2 \approx 1/8 = 12,5\%$.

Для уменьшения нелинейных искажений при детектировании ОМ-сигнала можно применить квадратичный детектор. Выходное напряжение идеального квадратичного детектора пропорционально квадрату огибающей:

$$U_{\text{вых. кв. дет}} \sim U_{\text{ог}}^2(m) = U_0^2 [1 + (m^2 / 4) + m \cos \Omega t],$$

и нелинейные искажения при идеальном квадратичном детектировании отсутствуют.

3 Радиосигнал с однополосной амплитудной модуляцией с подавлением несущей (ОБПМ – сигнал)

8.4. Радиосигнал с одной боковой полосой (ОБП-сигнал).

ОБП-сигнал — это радиосигнал с однополосной амплитудной модуляцией и подавленной несущей (ОБП-модуляция — ОБПМ). Полоса частот ОБП-сигнала несколько меньше, чем у ОМ-сигнала:

$$\Delta f_{\text{ОБП}} = F_{\text{с}} - F_{\text{н}}. \quad (8.30)$$

Математическое представление ОБП-сигнала при однотоновой модуляции и подавленных нижней боковой и несущей следующее:

$$u_{\text{ОБП}}(t) = u_{\text{об}}(t) = m U_0 \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0]. \quad (8.31)$$

Из (8.31) следует, что при однотоновой модуляции ОБП-сигнал содержит одну спектральную составляющую, уровень которой прямо пропорционален индексу модуляции m (рис.8.6,а).

Максимальное значение ОБП-сигнала $U_{\text{max}} = m_{\text{max}} U_0$. Пиковая мощность на единичном сопротивлении при $m_{\text{max}} = 1$:

$$P_{\text{max}} = (m_{\text{max}} U_0)^2 / 2 = U_0^2 / 2. \quad (8.32)$$

Мгновенная и средняя мощности ОБП-сигнала:

$$p(t) = u_{\text{ОБП}}^2(t) = u_{\text{об}}^2(t); \quad (8.33)$$

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_{\text{об}} = \frac{(m U_0)^2}{2}. \quad (8.34)$$

Максимальная и средняя величины КИПМП передатчика при $m_{\text{max}} = 1$ и $m_{\text{ср}} = 0,3$:

$$\eta_{\max \text{ ОБП}} = \frac{\bar{P}_{\text{сб}}(m_{\max})}{P_{\text{пик ОБП}}(m_{\max})} \cdot 100 = m_{\max}^2 \cdot 100 = 100 \% ; \quad (8.35)$$

$$\eta_{\text{ср ОБП}} = \frac{\bar{P}_{\text{сб}}(m_{\text{ср}})}{P_{\text{пик ОБП}}(m_{\max})} \cdot 100 = m_{\text{ср}}^2 \cdot 100 \approx 9 \% . \quad (8.36)$$

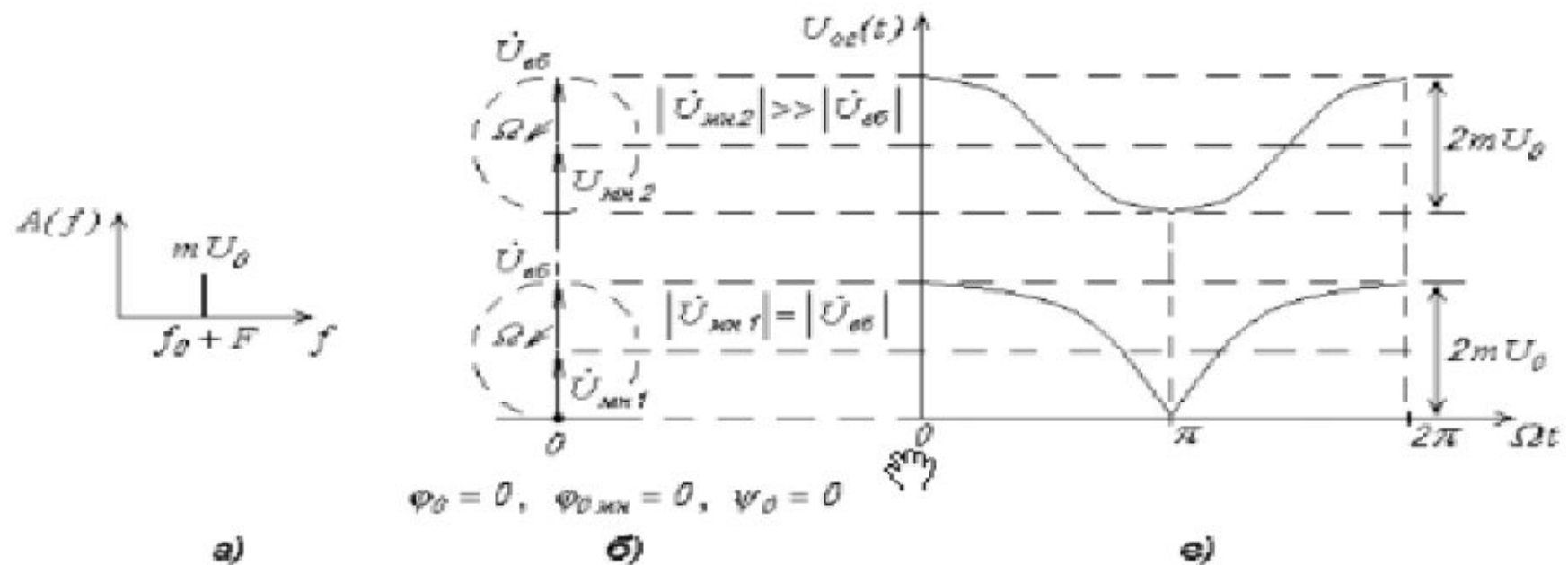


Рис. 8.6. Для ОБП-сигнала с однотоновой модуляцией: спектральная диаграмма (а); векторные диаграммы (б); осциллограммы огибающей при различной интенсивности местной несущей (в)

Из (8.35) следует, что в случае ОБП-сигнала возможно 100 %-ное использование энергетических возможностей передатчика, но только при $m_{\max} = 1$.

Особенности детектирования ОБП-сигнала. Для детектирования принятого ОБП-сигнала (так же, как и БМ-сигнала) в приемнике необходим специальный генератор местной несущей (ГМН). Колебание с частотой местной несущей $f_{\text{МН}}$ и амплитудой $U_{\text{МН}}$ подается на амплитудный детектор (АД) вместе с ОБП - сигналом (рис.8.7). Детектор в этом случае называется гетеродинным.

При гетеродинном детектировании суммы напряжений - $u_{\Sigma}(t) = u_{\text{МН}}(t) + u_{\text{ОБП}}(t)$, где $u_{\text{МН}}(t) = U_{\text{МН}} \cos(\omega_{\text{МН}} t + \varphi_{0 \text{ МН}})$, возможны два вида нелинейных искажений:

- 1) искажения из-за недостаточного уровня местной несущей;
- 2) искажения из-за асинхронизма (разности частот) истинной несущей (с частотой f_0), колебание которой подавлено в передатчике, и

местной несущей (с частотой f_{MH})

$$\delta f = (f_0 - f_{MH}). \quad (8.37)$$

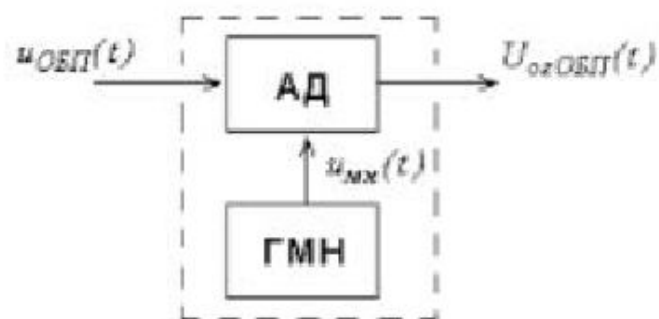


Рис. 8.7. Гетеродинный детектор, состоящий из амплитудного детектора и генератора местной несущей

Искажения при детектировании из-за недостаточного уровня местной несущей имеют место, если ее интенсивность соизмерима с интенсивностью ОБП-сигнала. На рис.8.6,б,в приведены векторная диаграмма и осциллограмма, поясняющие процесс образования огибающей на выходе гетеродинного детектора при выполнении условия (8.11).

На основе теоремы косинусов огибающая ОБП-сигнала на выходе гетеродинного детектора при $\omega_{MH} = \omega_0$ ($\delta f = 0$) представляется в виде

$$U_{oz}(t) = \sqrt{U_{MH}^2 + (mU_0)^2 + 2U_{MH}mU_0 \cos(\Omega t + \varphi_0 + \psi_0 - \varphi_{0MH})}, \quad (8.38)$$

где φ_{0MH} – начальная фаза колебания местной несущей.

Если $U_{MH1} = mU_0$, то огибающая $U_{oz}(t)$ имеет форму циклоиды (траектория движения точки на колесе, «катящемся» по оси Ωt , рис.8.6,в). Нелинейные искажения при этом значительны и достигают 22% (см. данные табл.8.2, полученные с использованием ЭВМ).

Если $U_{MH2} \gg mU_0$, то форма огибающей $U_{oz}(t)$ близка к косинусоидальной и нелинейные искажения при детектировании малы.

По аналогии с выводом (8.29) можно показать, что при $(U_{MH} / mU_0) \geq 2$ для обеспечения допустимого коэффициента нелинейных искажений при гетеродинном детектировании ($k_{z\ доп}$) амплитуда местной несущей должна быть выбрана следующим образом:

$$U_{MH} \geq U_{вх\ дет\ max} / 4 k_{z\ доп}. \quad (8.39)$$

Из (8.39) следует, что при $k_{z\ доп} \leq 2,5\%$ и $m = m_{max} = 1$

$$U_{\min} \geq 10 U_{\text{сх дет max}} = 10 U_0 .$$

Таблица 8.2. Коэффициент нелинейных искажений при гетеродинном детектировании ОБП-сигнала

$\frac{U_{\min}}{mU_0}$	k_2 с учетом только 2-й гармоники	k_2 с учетом 2-й и 3-й гармоник	k_2 с учетом 2-й, 3-й и 4-й гармоник
10	2,5	2,5	2,5
5	4,97	5,00	5,00
3	8,21	8,33	8,33
2	12,08	12,43	12,46
1	20,00	21,15	22,27

Заметим, что коэффициент передачи гетеродинного детектора для ОБП-сигнала не зависит от его уровня, поскольку

$$(U_{\text{сх max}} - U_{\text{сх min}}) = 2 mU_0$$

как при $U_{\min} \gg mU_0$, так и при $U_{\min} \approx mU_0$ (см. рис.8.6).

Асинхронизм колебаний истинной $\sin \omega t$ несущей и местной несущей $\delta f = (f_0 - f_{\text{лн}})$ приводит при детектировании к нарушению консонанса (созвучия) передаваемого речевого или музыкального сообщения. Это связано с нарушением кратности *формант* звука. *Формантами* называются области частот, в пределах которых находятся составляющие спектра звука с относительно большими амплитудами. Несколько упрощенно форманты можно характеризовать дискретными частотами $F_{\phi 1} = F_{\text{н тон}}$, $F_{\phi 2} = 2F_{\text{н тон}}$, $F_{\phi 3} = 3F_{\text{н тон}}$ и т.д., где $F_{\text{н тон}}$ – частота нижнего звукового тона.

Если асинхронизм $\delta f = 0$, то $F_{\phi 2} / F_{\phi 1} = 2$, $F_{\phi 3} / F_{\phi 1} = 3$ и т. д. Если же при детектировании к каждой форманте добавляется асинхронизм δf , то кратность формант нарушается: $(F_{\phi 2} + \delta f) / (F_{\phi 1} + \delta f) \neq 2$, $(F_{\phi 3} + \delta f) / (F_{\phi 1} + \delta f) \neq 3$ и т. д. При передаче музыкальных сообщений нарушение кратности формант приводит к *диссонансу* звучания, который становится заметным при $\delta f > 1,5 \text{ Гц}$. При речевых сообщениях неестественность звучания речи проявляется при $\delta f > 20 \text{ Гц}$. При отрицательном асинхронизме голос начинает «басить» и женский голос может

быть принят за мужской, а при положительном асинхронизме голос начинает «выситься» и мужской голос может быть принят за женский. Речь остается понятной до величин асинхронизма $\delta f \approx 250 \text{ Гц}$ (коэффициент артикуляции фраз при этом $\sim 95 \%$). Но если $\delta f > 500 \text{ Гц}$ из-за «взрывных» звуков («п», «т», «ч» и др.) наблюдается резкое ухудшение разборчивости речи: коэффициент артикуляции фраз (коэффициент разборчивости речи) становится менее 50% .

Для устранения асинхронизма при передаче ОБП-сигнала, кроме колебаний с боковыми частотами, передается пилот-тон несущего колебания. В этом случае в приемнике необходим дополнительный узкополосный канал усиления пилот-тона до уровня, при котором возможно детектирование БМ-сигнала с малыми нелинейными искажениями. Энергетические показатели ОБП-сигнала с пилот-тоном тем хуже (по сравнению с рассчитанными по формулам (8.35), (8.36)), чем больше уровень передаваемого пилот-тона.

5 Радиосигнал с совместимой однополосной амплитудной модуляцией (СОМ – сигнал)

8.5. Радиосигнал с совместимой однополосной модуляцией (СОМ-сигнал). СОМ-сигнал получают на основе суммы двух сигналов, один из которых представляет собой немодулированную несущую с частотой ω_0 , а второй является ОБП-сигналом с частотой $\omega_0^m + \Omega$ (если модуляция осуществляется одним тоном с частотой Ω). Формирование СОМ-сигнала проводят на основе двухканального передатчика, упрощенная структурная схема которого изображена на рис.8.8. Эти передатчики подключаются к общей антенне (A_n) через суммирующее устройство (СУ). СУ должно обеспечивать взаимную развязку передатчиков для исключения образования вредных комбинационных продуктов за счет нелинейностей их выходных каскадов.

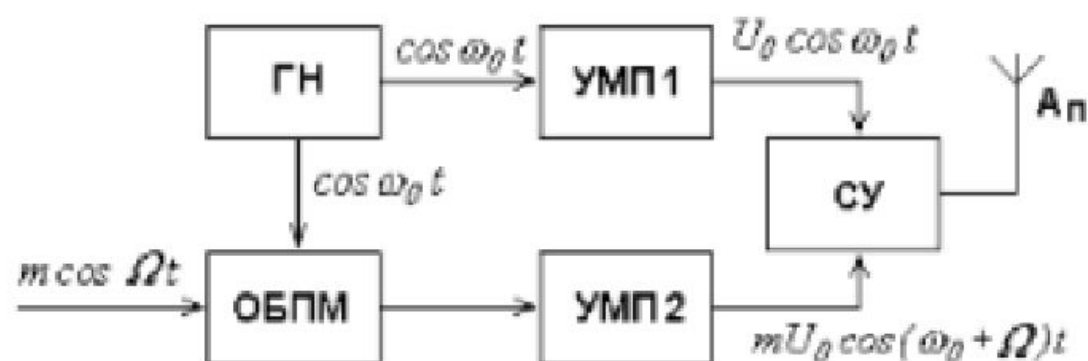


Рис. 8.8. Структурная схема двухканального передатчика СОМ-сигнала:
ГН — генератор несущего колебания; ОБПМ — модулятор для получения ОБП-сигнала;
УМП1, УМП 2 — усилители мощности; СУ — суммирующее устройство;
А_п — передающая антенна

Спектр однотонового СОМ-сигнала изображен на рис.8.9,а.

Очевидно, что полоса частот СОМ-сигнала такая же, как и у ОМ-сигнала {см. (8.20)}.

Двухкомпонентный СОМ-сигнал в антенне передающего устройства с идеальным СУ (коэффициент передачи напряжений идеального СУ $k_{СУ} = 1$) при модуляции одним тоном:

$$u_{СОМ}(t) = u_{н}(t) + u_{об}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + mU_0 \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0] \quad (8.40)$$

На основе векторной диаграммы СОМ-сигнала при однотоновой модуляции (рис.8.9,б) можно построить его огибающую (рис.8.9,в). На основе теоремы косинусов

$$U_{ог}(t) = \sqrt{|\dot{U}_{н}|^2 + |\dot{U}_{об}|^2 + 2|\dot{U}_{н}||\dot{U}_{об}|\cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0 - (\omega_0 t + \varphi_0)]} = U_0 \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\Omega t + \psi_0)} \quad (8.41)$$

Если предположить, что выполняется условие (8.11), то именно такая форма огибающей СОМ-сигнала будет на выходе линейного АД приемника.

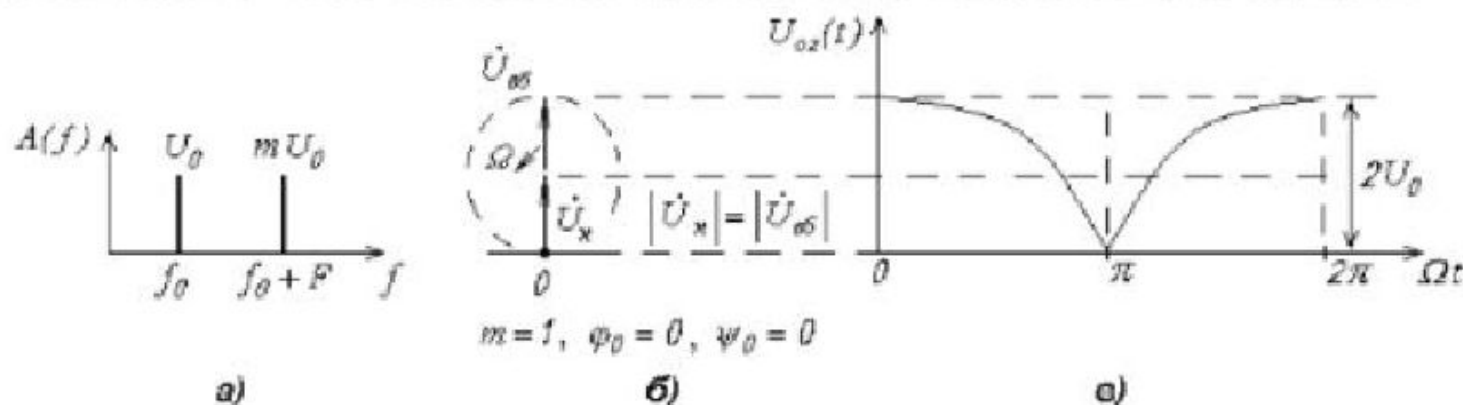


Рис. 8.9. Для СОМ-сигнала при однотоновой модуляции и $m = 1$:
 спектральные составляющие (а); векторная диаграмма (б);
 осциллограмма огибающей (в)

Огибающая СОМ-сигнала при $m = m_{max} = 1$ представляет собой циклоиду {коэффициент гармоник циклоиды $k_z \approx 22\%$ (см. последнюю строку табл.8.3)}. С уменьшением индекса модуляции форма огибающей улучшается, однако даже при $m = m_{ср} = 0,3$ коэффициент гармоник $k_z \approx 8\%$. Заметим, что нелинейные искажения огибающей СОМ-сигнала можно исключить, если применить для детектирования СОМ-сигнала идеальный квадратичный детектор.

В подразделе 9.2 показано, что использование СОМ-сигнала целесообразно при дальнем радиовещании в диапазонах СВ и КВ. При этом

СOM-сигнал можно принимать на обычные радиоприемники AM-сигнала без каких-либо переделок их детекторов при вполне приемлемом качестве приема.

Пиковая мощность СOM-сигнала (на единичном сопротивлении), состоящая из суммы пиковых мощностей первого и второго канальных усилителей мощности передатчика при $m_{max} = 1$:

$$P_{пик} = P_{пик1} + P_{пик2} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(m_{max} U_0)^2}{2} = U_0^2. \quad (8.42)$$

Средняя мощность СOM-сигнала на единичном сопротивлении

$$\bar{P} = \bar{P}_н + \bar{P}_{сб} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(mU_0)^2}{2}. \quad (8.43)$$

Максимальная величина КИПМП при передаче СOM-сигнала, если $m_{max} = 1$ {с учетом того, что полезная информация заключена только в спектральной составляющей с частотой $(\omega_0 + \Omega)$ }:

$$\eta_{max\text{СOM}} = \frac{\bar{P}_{сб}(m_{max})}{P_{пик\text{СOM}}(m_{max})} \cdot 100 = \frac{m_{max}^2}{2} \cdot 100 = 50\%. \quad (8.44)$$

Средняя величина КИПМП СOM-передатчика при $m_{ср} \approx 0,3$:

$$\eta_{ср\text{СOM}} = \frac{\bar{P}_{сб}(m_{ср})}{P_{пик\text{СOM}}(m_{max})} \cdot 100 = \frac{m_{ср}^2}{2} \cdot 100 = 4,5\%. \quad (8.45)$$

Сравнение результатов, полученных по (8.18), (8.19), (8.44), (8.45), показывает приблизительно одинаковую эффективность использования энергетики передающих устройств при СOM и БМ.

8.7. Эффективность использования энергетического потенциала передатчиков при различных видах модуляции. Для сопоставления эффективности использования энергетического потенциала передатчиков при различных видах модуляции рассчитанные величины коэффициентов η_{max} и η_{cp} (см. подразделы 8.1 - 8.6) сведены в табл.8.5.

Из приведенных в табл.8.5 данных следует, что наиболее эффективно используются передатчики УМ-сигнала и ОБП-сигнала, наименее эффективно - передатчики ОМ-сигнала и АМ-сигнала.

Таблица 8.5. КИПМП при передаче сигналов с различными видами модуляции

Вид модуляции	$\eta_{max}, \%$	$\eta_{cp}, \%$
АМ	12,5	1,13
БМ	50,0	4,5
ОМ	11,1	1,0
ОБП	100,0	9,0
СОМ	50,0	4,5
УМ	100,0	100,0